

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-111465
 (43)Date of publication of application : 20.04.2001

(51)Int.Cl. H04B 7/08
 H04L 27/00
 H04L 27/22

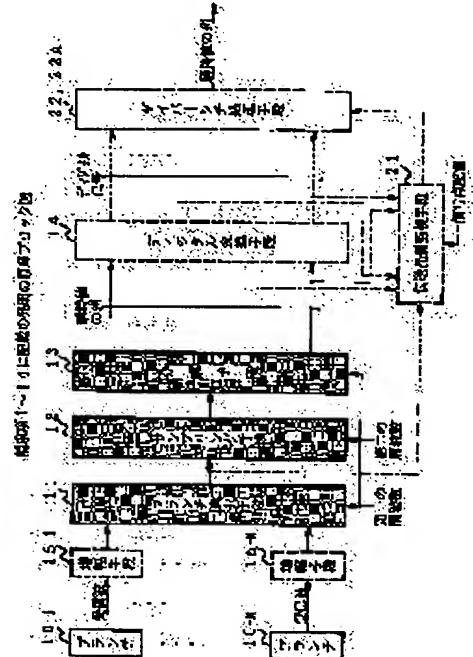
(21)Application number : 11-285976 (71)Applicant : FUJITSU LTD
 (22)Date of filing : 06.10.1999 (72)Inventor : MORIYAMA YUKIHIRO
 KAMEI SABURO
 NOMA SHUNYO
 TOKUYAMA KOZO
 NOBUNAGA KAZUHIKO

(54) RADIO RECEIVER AND DIVERSITY RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To receive receiving waves arriving at plural branches in parallel without sharply increasing a hardware scale as to a radio receiver and a diversity receiver.

SOLUTION: The receiver is provided with a branch selection means 11 for entering plural N receiving waves arriving at N branches in parallel and cyclically selecting these received signals at 1st frequency equal to the product of symbol frequency, N and $E \geq 2$, a sampling means 12 for successively sampling the instantaneous values of the received wave selected by the branch selection means 11 out of N received waves at 2nd frequency higher than the 1st frequency and outputting a string of these instantaneous values and a separation means 13 for cyclically separating the string of instantaneous values outputted from the sampling means 12 at the 1st frequency and outputting a string of instantaneous values individually corresponding to N received waves.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-111465

(P2001-111465A)

(43)公開日 平成13年4月20日 (2001.4.20)

(51)Int.Cl.*

H 04 B 7/08
H 04 L 27/00
27/22

識別記号

F I

H 04 B 7/08
H 04 L 27/00
27/22

マーク* (参考)

A 5 K 0 0 4
C 5 K 0 5 9
F

審査請求 未請求 請求項の数14 O.L (全 18 頁)

(21)出願番号 特願平11-285976

(22)出願日 平成11年10月6日 (1999.10.6)

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号

(72)発明者 森山 幸弘

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(72)発明者 龍井 三郎

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番
1号 富士通株式会社内

(74)代理人 100072718

弁理士 古谷 史旺 (外1名)

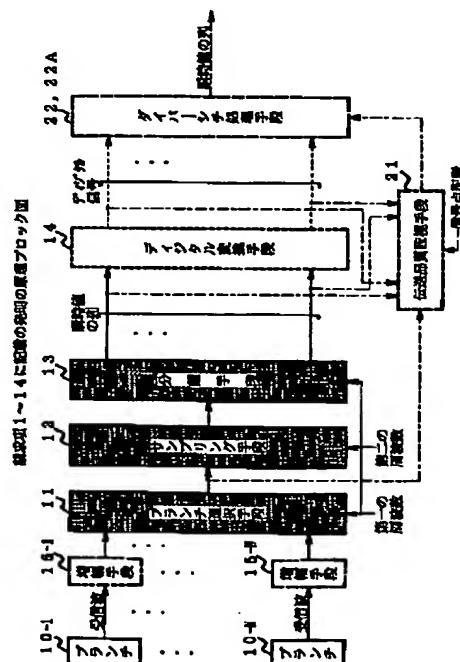
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 無線受信機およびダイバーシチ受信機

(57)【要約】

【課題】 本発明は、無線受信機とダイバーシチ受信機とに関し、ハードウェアの規模が大幅に増加することなく、複数のブランチに到来した受信波を並行して受信できることを目的とする。

【解決手段】 複数Nのブランチにそれぞれ並行して到来した複数Nの受信波を取り込み、これらの受信波をシンボル周波数とその複数Nと規定の「2」以上の数Eとの積に等しい第一の周波数でサイクリックに選択するブランチ選択手段と、第一の周波数以上の第二の周波数で、複数Nの受信波の内、ブランチ選択手段によって選択された受信波の瞬時値を順次サンプリングし、これらの瞬時値の列を出力するサンプリング手段と、サンプリング手段によって出力された瞬時値の列を第一の周波数でサイクリックに分離し、複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列を出力する分離手段とを備えて構成される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数Nのプランチにそれぞれ並行して到来した複数Nの受信波を取り込み、これらの受信波をシンボル周波数とその複数Nと規定の「2」以上の数Eとの積に等しい第一の周波数でサイクリックに選択するプランチ選択手段と、

前記第一の周波数以上の第二の周波数で、前記複数Nの受信波の内、前記プランチ選択手段によって選択された受信波の瞬時値を順次サンプリングし、これらの瞬時値の列を出力するサンプリング手段と、

前記サンプリング手段によって出力された瞬時値の列を前記第一の周波数でサイクリックに分離し、前記複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列を出力する分離手段とを備えたことを特徴とする無線受信機。

【請求項2】 請求項1に記載の無線受信機において、複数Nの受信波に個別に対応し、かつ分離手段によって出力された瞬時値の列を並行して施される復調と信号判定との双方あるいは何れか一方の処理の精度が所望値となる数に設定されたことを特徴とする無線受信機。

【請求項3】 請求項1または請求項2に記載の無線受信機において、

プランチ選択手段は、

複数Nのプランチに個別に到来した受信波をこれらの受信波の無線周波数帯あるいは中間周波数帯で選択することを特徴とする無線受信機。

【請求項4】 請求項1に記載の無線受信機において、サンプリング手段は、

プランチ選択手段によって選択された受信波の瞬時値をその受信波の無線周波領域でサンプリングすることを特徴とする無線受信機。

【請求項5】 請求項1または請求項2に記載の無線受信機において、

サンプリング手段は、

プランチ選択手段によって選択された受信波の瞬時値をその受信波の中間周波領域でサンプリングすることを特徴とする無線受信機。

【請求項6】 請求項1または請求項2に記載の無線受信機において、

サンプリング手段は、

プランチ選択手段によって選択された受信波の瞬時値をその受信波のベースバンド領域でサンプリングすることを特徴とする無線受信機。

【請求項7】 請求項4に記載の無線受信機において、第二の周波数は、

受信波の搬送波の周波数以下の周波数であることを特徴とする無線受信機。

【請求項8】 請求項5に記載の無線受信機において、第二の周波数は、

プランチ選択手段によって選択された受信波が周波数変換され、あるいはこの受信波に周波数合成処理が施され

ることによって生成された中間周波信号の周波数以下の周波数であることを特徴とする無線受信機。

【請求項9】 請求項1ないし請求項8の何れか1項に記載の無線受信機において、数Eは、

複数Nの受信波に個別に対応し、かつ分離手段によって出力された瞬時値の列に並行して施される復調と信号判定との双方あるいは何れか一方の処理の精度が所望値となる数に設定されたことを特徴とする無線受信機。

【請求項10】 請求項1ないし請求項9の何れか1項に記載の無線受信機において、プランチ選択手段の前段に配置され、かつ複数Nのプランチに到来した受信波を個別に增幅する複数Nの増幅手段を備えたことを特徴とする無線受信機。

【請求項11】 複数Nのプランチにそれぞれ並行して到来した複数Nの受信波を取り込み、これらの受信波をシンボル周波数とその複数Nと規定の「2」以上の数Eとの積に等しい第一の周波数でサイクリックに選択するプランチ選択手段と、

前記第一の周波数以上の第二の周波数で、前記複数Nの受信波の内、前記プランチ選択手段によって選択された受信波の瞬時値を順次サンプリングし、これらの瞬時値の列を出力するサンプリング手段と、

前記サンプリング手段によって出力された瞬時値の列を前記第一の周波数でサイクリックに分離し、前記複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列を出力する分離手段と、

前記分離手段によって出力され、かつ前記複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列をこれらの受信波の生成に適用された変調方式に基づいて解析し、これらの瞬時値の列で個別に示される受信波の伝送品質を得る伝送品質監視手段と、

前記分離手段によって出力され、かつ前記複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列の内、前記伝送品質監視手段によって得られた伝送品質が最大である瞬時値の列を選択するダイバーシチ処理手段とを備えたことを特徴とするダイバーシチ受信機。

【請求項12】 請求項11に記載のダイバーシチ受信機において、

伝送品質監視手段は、

分離手段によって出力され、かつ複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列について、これらの受信波の生成に適用された変調方式の信号点配置に対する偏差の程度を伝送品質として得ることを特徴とするダイバーシチ受信機

【請求項13】 請求項11に記載のダイバーシチ受信機において、

伝送品質監視手段は、

プランチ選択手段によって選択された受信波のレベルを伝送品質として得ることを特徴とするダイバーシチ受信機

機。

【請求項14】複数Nのブランチにそれぞれ並行して到来した複数Nの受信波を取り込み、これらの受信波をシンボル周波数とその複数Nと規定の「2」以上の数Eとの積に等しい第一の周波数でサイクリックに選択するブランチ選択手段と、

前記第一の周波数以上の第二の周波数で、前記複数Nの受信波の内、前記ブランチ選択手段によって選択された受信波の瞬時値を順次サンプリングし、これらの瞬時値の列を出力するサンプリング手段と、

前記サンプリング手段によって出力された瞬時値の列を前記第一の周波数でサイクリックに分離し、前記複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列を出力する分離手段と、

前記分離手段によって出力され、かつ前記複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列を規定のセンシング法あるいはナビゲーション法に基づく重み付けで合成し、単一の瞬時値の列を得るダイバーシチ処理手段とを備えたことを特徴とするダイバーシチ受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、複数のブランチに個別に到来した受信波を並行して受信する無線受信機と、その無線受信機が組み込まれてなるダイバーシチ受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】移動通信システムでは、一般に、無線基地局および移動局の周辺の地形や地物がこれらの移動局および地物（移動体を含む。）の移動に応じて刻々と変化するために、複雑にマルチパスが形成され、かつ無線伝送路の伝送特性は激しく変動する。

【0003】したがって、このような移動通信システムにアクセスする移動局には、上述した伝送特性の変動に応じて生じるフェージングを軽減することによって所望の伝送品質を維持するために、ダイバーシチ受信法が多く適用されている。図10は、従来のダイバーシチ受信機の第一の構成例を示す図である。

【0004】図において、アンテナ91-1の給電端はスイッチ93の一方の接点に接続され、アンテナ91-2の給電端はそのスイッチ93の他方の接点に接続される。スイッチ93の共通接点は受信部94の入力に接続され、その受信部94のRSSI出力はレベル比較部92を介してスイッチ93の制御入力に接続される。受信部94の出力は継続接続されたA/D変換器95および復調部96を介して信号判定部97の入力に接続され、その信号判定部97の出力には、後述するシンボルの列として伝送情報が outputされる。

【0005】このような構成のダイバーシチ受信機では、スイッチ93は、アンテナ91-1、91-2に個別に到来した受信波の内、何れか一方の受信波を選択する。

受信部94は、このようにして選択された受信波を周波数変換し、かつ增幅することによって中間周波信号を生成する。さらに、受信部94は、この受信波のレベルを計測し、その結果をレベル比較部92に与える。

【0006】レベル比較部92は、このようにして与えられた受信波のレベルと規定の下限値とを比較し、その受信波のレベルが下限値を下回ったときに、スイッチ93に他方の受信波の選択を要求する。A/D変換器95は、この中間周波信号を順次規定の周波数でサンプリングし、その結果として得られた個々のサンプリング値を符号化することによって、中間周波領域あるいはベースバンド領域で上述した一方の受信波を示すデジタル信号を生成する。

【0007】復調部96は、そのデジタル信号で示される受信波の成分の内、この受信波の生成に適用された変調方式に適応する成分（例えば、副搬送波成分の振幅および位相）を抽出する。信号判定部97は、上述した変調方式の信号点配置に基づいて尤度が最大である信号点としてこれらの成分の列を順次識別し、かつ個々の信号点を時系列の順に示すシンボルの列からなる伝送情報を復元する。

【0008】なお、復調部96および信号判定部97によって行われる既述の処理については、図10に一点鎖線で示すように、単一のDSP（Digital Signal Processor）98が行うデジタル信号処理として実現されると仮定する。図11は、従来のダイバーシチ受信機の第二の構成例を示す図である。図において、図10に示すものと機能および構成が同じものについては、同じ符号を付与して示し、ここでは、その説明を省略する。

【0009】図11に示すダイバーシチ受信機と図10に示すダイバーシチ受信機との構成の相違点は、レベル比較部92およびスイッチ93が備えられず、アンテナ91-1、91-2の給電端がそれぞれ受信部101-1、101-2を介してA/D変換器102-1、102-2の入力に接続され、これらのA/D変換器102-1、102-2と信号判定部97との段間に継続接続された復調部103および選択部104が備えられ、その復調部103が有する2つの出力が伝送品質監視部105の対応する入力に接続され、その伝送品質監視部105の出力が選択部104の選択入力に接続された点にある。

【0010】このような構成のダイバーシチ受信機では、受信部101-1、101-2は、それぞれアンテナ91-1、91-2に到来した受信波をそれぞれ中間周波信号に変換する。A/D変換器102-1、102-2はこれらの中間周波信号をそれぞれデジタル信号に変換し、かつ復調部103は、これらのデジタル信号で個別に示される受信波について、規定の変調方式に適応した成分（例えば、副搬送波成分の振幅および位相）を並行して抽出する。なお、変調方式については、ここでは、簡単のため、π/4シフトQPSK変調方式であると仮定す

る。

【0011】伝送品質監視部105は、このようにして復調部103によって並行して抽出され、かつアンテナ91-1、91-2に並行して到来した受信波に個別に対応する成分について、シンボル毎に、信号空間上の誤差（上述した変調方式に適応した標準値に対する誤差）を求めると共に、これらの誤差の平均値を順次算出する。

【0012】さらに、伝送品質監視部105は、これらの平均値の内、値が小さい一方を示す2値情報を出力する。選択部104は、上述したように復調部103によって並行して抽出され、かつアンテナ91-1、91-2に並行して到来した受信波に個別に対応する成分の内、この2値情報で示される一方の成分を選択して信号判定部97に与える。

【0013】すなわち、図11に示すダイバーシチ受信機では、選択ダイバーシチは、伝送品質監視部105と選択部104とが連係することによって、中間周波領域でデジタル信号処理として行われる。なお、復調部103、選択部104、信号判定部97および伝送品質監視部105については、ここでは、図11に一点鎖線で示されるように、単一のDSP(Digital Signal Processor)106によって構成されると仮定する。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】ところで、図10に示すダイバーシチ受信機では、搭載されるべき受信部94の数が「1」であるために、ハードウェアの規模が小さく、かつ消費電力が少なく、さらに、安価に高い信頼性が得られる。しかし、アンテナ91-1、91-2に並行して到来した受信波の内、レベル比較部92によってレベルが監視される受信波は何か一方の受信波のみであるために、その一方の受信波に比べて他方の受信波のレベルは必ずしも高いとは限らない。

【0015】したがって、例えば、受信波が所定のタイムスロットの列として与えられ、そのタイムスロットに同期してスイッチ93の接点が切り替えられる場合には、何れかのタイムスロットを与える受信波のレベルが急激に低下すると、ダイバーシチ利得は必ずしも高く維持されず、一般に、「検波波ダイバーシチ方式」に比べてこのダイバーシチ利得は約3デシベル低かった。

【0016】また、図11に示すダイバーシチ受信機では、アンテナ91-1、91-2に個別に対応した2つの受信部101-1、101-2によって受信波に対して適正な帯域制限と增幅が並行して行われる限り、図10に示すダイバーシチ受信機に比べて、高いダイバーシチ利得が得られる。しかし、図11に示すダイバーシチ受信機は、図10に示すダイバーシチ受信機に比べて、ハードウェアの規模が大きく、かつ消費電力も大きいために、特に、移動通信システムの移動局のように、低廉化、小型化および軽量化に併せて、消費電力の節減が厳しく要求される機器には、適用できない場合が多かった。

【0017】本発明は、ハードウェアの規模が大幅に増加することなく、所望のダイバーシチ受信法に対して、柔軟に、かつ確度高く適応できる無線受信機およびダイバーシチ受信機を提供することを目的とする。

【0018】

【課題を解決するための手段】図1は、請求項1～14に記載の発明の原理ブロック図である。

【0019】請求項1に記載の発明は、複数Nのプランチ10-1～10-Nにそれぞれ並行して到来した複数Nの受信波を取り込み、これらの受信波をシンボル周波数とその複数Nと規定の「2」以上の数Eとの積に等しい第一の周波数でサイクリックに選択するプランチ選択手段11と、第一の周波数以上の第二の周波数で、複数Nの受信波の内、プランチ選択手段11によって選択された受信波の瞬時値を順次サンプリングし、これらの瞬時値の列を出力するサンプリング手段12と、サンプリング手段12によって出力された瞬時値の列を第一の周波数でサイクリックに分離し、複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列を出力する分離手段13とを備えたことを特徴とする。

【0020】請求項2に記載の発明は、請求項1に記載の無線受信機において、複数Nの受信波に個別に対応し、かつ分離手段13によって出力された瞬時値の列を並行してデジタル信号に変換するデジタル変換手段14を備えたことを特徴とする。

【0021】請求項3に記載の発明は、請求項1または請求項2に記載の無線受信機において、プランチ選択手段11は、複数Nのプランチ10-1～10-Nに個別に到来した受信波をこれらの受信波の無線周波数帯あるいは中間周波数帯で選択することを特徴とする。請求項4に記載の発明は、請求項1に記載の無線受信機において、サンプリング手段12は、プランチ選択手段11によって選択された受信波の瞬時値をその受信波の無線周波領域でサンプリングすることを特徴とする。

【0022】請求項5に記載の発明は、請求項1または請求項2に記載の無線受信機において、サンプリング手段12は、プランチ選択手段11によって選択された受信波の瞬時値をその受信波の中間周波領域でサンプリングすることを特徴とする。請求項6に記載の発明は、請求項1または請求項2に記載の無線受信機において、サンプリング手段12は、プランチ選択手段11によって選択された受信波の瞬時値をその受信波のベースバンド領域でサンプリングすることを特徴とする。

【0023】請求項7に記載の発明は、請求項4に記載の無線受信機において、第二の周波数は、受信波の搬送波の周波数以下の周波数であることを特徴とする。請求項8に記載の発明は、請求項5に記載の無線受信機において、第二の周波数は、プランチ選択手段11によって選択された受信波が周波数変換され、あるいはこの受信波に周波数合成処理が施されることによって生成された

中間周波信号の周波数以下の周波数であることを特徴とする。

【0024】請求項9に記載の発明は、請求項1ないし請求項8の何れか1項に記載の無線受信機において、数Eは、複数Nの受信波に個別に対応し、かつ分離手段13によって出力された瞬時値の列に並行して施される復調と信号判定との双方あるいは何れか一方の処理の精度が所望値となる数に設定されたことを特徴とする。請求項10に記載の発明は、請求項1ないし請求項9の何れか1項に記載の無線受信機において、プランチ選択手段11の前段に配置され、かつ複数Nのプランチ10-1～10-Nに到来した受信波を個別に增幅する複数Nの増幅手段15-1～15-Nを備えたことを特徴とする。

【0025】請求項11に記載の発明は、複数Nのプランチ10-1～10-Nにそれぞれ並行して到来した複数Nの受信波を取り込み、これらの受信波をシンボル周波数とその複数Nと規定の「2」以上の数Eとの積に等しい第一の周波数でサイクリックに選択するプランチ選択手段11と、第一の周波数以上の第二の周波数で、複数Nの受信波の内、プランチ選択手段11によって選択された受信波の瞬時値を順次サンプリングし、これらの瞬時値の列を出力するサンプリング手段12と、サンプリング手段12によって出力された瞬時値の列を第一の周波数でサイクリックに分離し、複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列を出力する分離手段13と、分離手段13によって出力され、かつ複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列をこれらの受信波の生成に適用された変調方式に基づいて解析し、これらの瞬時値の列で個別に示される受信波の伝送品質を得る伝送品質監視手段21と、分離手段13によって出力され、かつ複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列の内、伝送品質監視手段21によって得られた伝送品質が最大である瞬時値の列を選択するダイバーシチ処理手段22とを備えたことを特徴とする。

【0026】請求項12に記載の発明は、請求項11に記載のダイバーシチ受信機において、伝送品質監視手段21は、分離手段13によって出力され、かつ複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列について、これらの受信波の生成に適用された変調方式の信号点配置に対する偏差の程度を伝送品質として得ることを特徴とする。請求項13に記載の発明は、請求項11に記載のダイバーシチ受信機において、伝送品質監視手段21は、プランチ選択手段11によって選択された受信波のレベルを伝送品質として得ることを特徴とする。

【0027】請求項14に記載の発明は、複数Nのプランチ10-1～10-Nにそれぞれ並行して到来した複数Nの受信波を取り込み、これらの受信波をシンボル周波数とその複数Nと規定の「2」以上の数Eとの積に等しい第一の周波数でサイクリックに選択するプランチ選択手段11と、第一の周波数以上の第二の周波数で、複数N

の受信波の内、プランチ選択手段11によって選択された受信波の瞬時値を順次サンプリングし、これらの瞬時値の列を出力するサンプリング手段12と、サンプリング手段12によって出力された瞬時値の列を第一の周波数でサイクリックに分離し、複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列を出力する分離手段13と、分離手段13によって出力され、かつ複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列を規定のセンシング法あるいはナビゲーション法に基づく重み付けで合成し、单一の瞬時値の列を得るダイバーシチ処理手段22Aとを備えたことを特徴とする。

【0028】請求項1に記載の発明にかかる無線受信機では、プランチ選択手段11は、プランチ10-1～10-Nにそれぞれ並行して到来した複数Nの受信波を取り込み、これらの受信波を後述する第一の周波数でサイクリックに選択する。サンプリング手段12は、この第一の周波数以上の第二の周波数で、上述した複数Nの受信波の内、プランチ選択手段11によって選択された受信波の瞬時値を順次サンプリングし、これらの瞬時値の列を出力する。分離手段13は、このようにして出力された瞬時値の列を第一の周波数でサイクリックに分離することによって、複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列を出力する。

【0029】また、第一の周波数は、複数Nの受信波のシンボル周波数と、その複数Nと、規定の「2」以上の数Eとの積に等しい。すなわち、分離手段13によって出力される複数Nの瞬時値の列は、何れも複数Nの受信波の内、対応する单一の受信波が第一の周波数の逆数以下の周期でサンプリングされることによって生成される。

【0030】したがって、サンプリング手段12を含んでなる单一の回路がプランチ10-1～10-Nの全てに共用され、かつ複数Nの受信波の何れについても、上述した第一の周波数と第二の周波数との比と数Eとに応じて決定される精度による復調と信号判定とがサンプリング定理に基づいて離散的な信号処理として確度高く行われる。

【0031】請求項2に記載の発明にかかる無線受信機では、請求項1に記載の発明にかかる無線受信機において、デジタル変換手段14は、複数Nの受信波に個別に対応し、かつ分離手段13によって出力された瞬時値の列を並行してデジタル信号に変換する。すなわち、複数Nの受信波の復調と信号判定については、汎用、あるいは共用のDSPその他の情報処理装置によって行われるデジタル信号処理として実現が可能となる。

【0032】請求項3に記載の発明にかかる無線受信機では、請求項1または請求項2に記載の無線受信機において、プランチ選択手段11は、複数Nのプランチ10-1～10-Nに個別に到来した受信波をこれらの受信波

の無線周波数帯あるいは中間周波数帯で選択する。すなわち、サンプリング手段12を含んでなり、複数Nのブランチ10-1～10-Nについて共用されるべき单一の回路には、ブランチ選択手段11によって得られた受信波にベースバンド領域で所定の処理を施す回路の前段の回路が含まれる。

【0033】したがって、上述した单一の回路の初段がブランチ選択手段11の出力端に近いほど、効率的にハードウェアの規模の削減が図られる。請求項4に記載の発明にかかる無線受信機では、請求項1に記載の無線受信機において、サンプリング手段12は、ブランチ選択手段11によって選択された受信波の瞬時値をその受信波の無線周波領域でサンプリングする。

【0034】このようなサンプリング手段12は複数Nのブランチ10-1～10-Nについて共用されるべき单一の回路に含まれるので、そのサンプリング手段12が中間周波領域で既述のサンプリングを行う場合に比べて、効率的にハードウェアの規模の削減が図られる。

【0035】請求項5に記載の発明にかかる無線受信機では、請求項1または請求項2に記載の無線受信機において、サンプリング手段12は、ブランチ選択手段11によって選択された受信波の瞬時値をその受信波の中間周波領域でサンプリングする。このようなサンプリング手段12は複数Nのブランチ10-1～10-Nについて共用されるべき单一の回路に含まれるので、そのサンプリング手段12がベースバンド領域で既述のサンプリングを行う場合に比べて、効率的にハードウェアの規模の削減が図られる。

【0036】請求項6に記載の発明にかかる無線受信機では、請求項1または請求項2に記載の無線受信機において、サンプリング手段12は、ブランチ選択手段11によって選択された受信波の瞬時値をその受信波のベースバンド領域でサンプリングする。このようなサンプリング手段12は複数Nのブランチ10-1～10-Nについて共用されるべき单一の回路に含まれるので、その单一の回路の最終段によって行われるべき処理は、低速の信号処理として実現される。

【0037】したがって、請求項1または請求項2に記載の発明は、周波数配置あるいはチャネル配置と、これらに適応したヘテロダイイン検波の方式との整合がコストその他にかかる制約によって阻まれる受信系に対しても、適用が可能となる。請求項7に記載の発明にかかる無線受信機では、請求項4に記載の無線受信機において、サンプリング手段12は、ブランチ選択手段11によって選択された受信波の瞬時値の列をその受信波の搬送波の周波数以下である第二の周波数でサンプリングする。

【0038】すなわち、ブランチ選択手段11によって選択された受信波の瞬時値の列は、アンダーサンプリングされることによって中間周波信号あるいはベースバン

ド信号として与えられる。

【0039】したがって、サンプリング手段12およびそのサンプリング手段12を含んでなる共用の回路については、上述した無線周波数が高い場合であっても、高速の素子が適用されることなく、かつ低速の信号処理を行う回路として実現が可能となる。請求項8に記載の発明にかかる無線受信機では、請求項5に記載の無線受信機において、サンプリング手段12は、ブランチ選択手段11によって選択された受信波が周波数変換され、あるいはこの受信波に周波数合成処理が施されることによって生成された中間周波信号の周波数以下である第二の周波数で、その受信波の瞬時値をサンプリングする。

【0040】すなわち、ブランチ選択手段11によって選択された受信波の瞬時値の列は、アンダーサンプリングされることによってベースバンド信号として与えられる。したがって、サンプリング手段12およびそのサンプリング手段12を含んでなる共用の回路については、上述した受信波の無線周波数と中間周波信号の周波数とが共に高い場合であっても、高速の素子が適用されることなく、かつ低速の信号処理を行う回路として実現が可能となる。

【0041】請求項9に記載の発明にかかる無線受信機では、請求項1ないし請求項8の何れか1項に記載の無線受信機において、数Eは、複数Nの受信波に個別に対応し、かつ分離手段13によって出力された瞬時値の列に並行して施される復調と信号判定との双方あるいは何れか一方の処理の精度が所望値となる数に設定される。

【0042】すなわち、数Eは、上述した精度が所望の値となる数以上であればよい。したがって、ブランチ選択手段11、サンプリング手段12およびデジタル変換手段14の何れについても、これらによって行われるべき処理の速度が上述した値に適応する最小の速度以上である限り、復調と信号判定とが安定に確度高く行われる。

【0043】請求項10に記載の発明にかかる無線受信機では、請求項1ないし請求項9の何れか1項に記載の無線受信機において、複数Nの増幅手段15-1～15-Nは、ブランチ10-1～10-Nによってブランチ選択手段11に個別に与えられる受信波をそのブランチ選択手段11の前段で増幅する。したがって、これらのブランチ10-1～10-Nの給電路の損失とブランチ選択手段11の挿入損失との双方あるいは何れか一方に起因する雑音指数の低下は、これらの増幅手段15-1～15-Nの利得が高いほど軽減される。

【0044】請求項11に記載の発明にかかるダイバーシティ受信機では、第一の周波数は複数Nのブランチ10-1～10-Nに個別に到来した受信波のシンボル周波数と、その複数Nと、規定の「2」以上の数Eとの積に等しい。したがって、分離手段13は、これらの受信波の復元が個別にサンプリング定理に基づいて可能である複

数Nの瞬時値の列を生成することができる。

【0045】また、伝送品質監視手段21は、分離手段13によって出力され、かつ複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列をこれらの受信波の生成に適用された変調方式に基づいて解析することによって、これらの瞬時値の列で個別に示される受信波の伝送品質を得る。ダイバーシチ処理手段22は、分離手段13によって出力され、かつ複数Nの受信波に個別に対応する瞬時値の列の内、この伝送品質が最大である瞬時値の列を選択する。

【0046】したがって、上述した複数Nの受信波の何れについても、サンプリング手段12を含んでなる单一の回路が共用されることによってハードウェアのサイズが大幅に増加することなく、上述した第一の周波数と第二の周波数との比と数Eとに応じて決定される精度による選択ダイバーシチ方式の受信処理がサンプリング定理に基づいて離散的な信号処理として行われる。

【0047】請求項12に記載の発明にかかるダイバーシチ受信機では、請求項11に記載のダイバーシチ受信機において、伝送品質監視手段21は、分離手段13によって出力され、かつ複数Nの受信波に個別に対応した瞬時値の列について、これらの受信波の生成に適用された変調方式の信号点配置に対する偏差を伝送品質として得る。

【0048】このような偏差は個々のプランチに到来した受信波の単なるレベルではなく、これらの受信波に無線伝送路で個別に生じたS/N比の劣化の程度を示すので、上述した信号点配置が確実に与えられる限り、適用された変調方式に如何にかかわらず、選択ダイバーシチ方式に基づくプランチの選択が確度高く行われる。請求項13に記載の発明にかかるダイバーシチ受信機では、請求項11に記載のダイバーシチ受信機において、伝送品質監視手段21は、プランチ選択手段11によって選択された受信波のレベルを伝送品質として得る。

【0049】このような受信波のレベルについては、一般に、離散的な信号処理またはその信号処理に等価な処理をデジタル領域もしくはアナログ領域で行う専用のハードウェアによって、シンボル周期以下の短い時間内にその受信波の振幅成分とその振幅成分の平均値との何れかとして求めることが可能である。したがって、複数Nのプランチ10-1～10-Nに個別に到来した受信波に無線伝送路で生じたS/N比の劣化分の内、位相や周波数の成分が無視し得る程度に少なく、あるいは信号空間上において全ての信号点が原点を中心する真円上に位置する変調方式が適用された場合には、上述した伝送品質の算出とこの伝送品質に基づく選択ダイバーシチとが簡便に、かつ確度高く実現される。

【0050】請求項14に記載の発明にかかるダイバーシチ受信機では、第一の周波数は複数Nの受信波のシンボル周波数と、その複数Nと、規定の「2」以上の数

Eとの積に等しい。したがって、分離手段13は、プランチ10-1～10-Nに個別に到来した受信波を第一の周波数の逆数以下の周期でサンプリングすることによって、これらの受信波の復元が個別にサンプリング定理に基づいて可能である複数Nの瞬時値の列を生成する。

【0051】また、ダイバーシチ処理手段22Aは、分離手段13によって生成され、これらの受信波に個別に対応した瞬時値の列規定のセンシング法あるいはナビゲーション法に基づく重み付けで合成し、单一の瞬時値の列を得る。したがって、上述した複数Nの受信波の何れについても、サンプリング手段12を含んでなる单一の回路が共用されることによって、ハードウェアのサイズが大幅に増加することなく、上述した第一の周波数と第二の周波数との比と数Eとに応じて決定される精度によるダイバーシチの受信処理がサンプリング定理に基づく離散的な信号処理として行われる。

【0052】

【発明の実施の形態】以下、図面に基づいて本発明の実施形態について詳細に説明する。図2は、請求項1～10に記載の発明に対応した実施形態を示す図である。図において、図10に示すものと機能および構成が同じものについては、同じ符号を付与して示し、ここでは、その説明を省略する。

【0053】本実施形態と図10に示す従来例との構成の相違点は、アンテナ91-1、91-2に個別に対応する2つの出力端子を有する復調部31が復調部96に代えて備えられ、スイッチ93の制御入力に併せて、復調部31の制御入力に出力が接続された切り替え制御部32がレベル比較部92に代えて備えられ、出力がA/D変換器95のクロック端子に接続されたクロック生成部33が備えられ、これらの切り替え制御部32およびクロック生成部33の入力に出力が直結された発振器34が備えられた点にある。

【0054】なお、本実施形態と図1に示すブロック図との対応関係については、アンテナ91-1～91-Nはプランチ10-1～10-Nに対応し、スイッチ93、切り替え制御部32および発振器34はプランチ選択手段11に対応し、受信部94、A/D変換器95、クロック生成部33および発振器34はサンプリング手段12に対応し、復調部31は分離手段13に対応する。

【0055】図3は、本実施形態の動作を説明する図(1)である。図4は、本実施形態の動作を説明する図(2)である。以下、図2～図4を参照して本実施形態の動作を説明する。アンテナ91-1、91-2には、送信端において既知の周波数(例えば、4.8kHz)の副搬送波信号が伝送情報に応じて変調(ここでは、簡単のため、「振幅位相変調」であると仮定する。)され(図3(1))、かつ所望の無線周波数帯(例えば、400MHz帯)(図3(2))に周波数変換される(図3(3))ことによって生成された送信波が異なる無線伝送路を介して受信波

(すなわち、400MHzの無線周波信号) (図3(a)、(b)、図4(a)、(b))として並行して到来する。

【0056】発振器34は、上述した振幅位相変調の変調方式に適応した一定の周波数の基準信号を生成する。切り替え制御部32は、この基準信号に位相同期し、かつ上述した変調方式に適応したシンボル周期T_sと、後述する整数の係数kと、アンテナ91-1、91-2によって個別に形成されるブランチの総数b (=2)とに対して、

$$t = T_s / 2 b k \quad \dots \quad (1)$$

の式で周期tが与えられる切り替えクロックを生成する(図4(c))。

【0057】なお、このようなクロックの周期tは、例えば、シンボル周期T_sが208μs (=1/4.8kHz)であり、係数kとブランチの総数bとが共に「2」である場合には、26μs (=208×10⁴/(2×2×2))となる。スイッチ93は、この切り替えクロック(26μs)がどる2つの論理値に応じて、アンテナ91-1に到来した第一の受信波と、アンテナ91-2に到来した第二の受信波とを交互に選択する(図4(d)、(e))。

【0058】なお、これらの受信波の選択については、例えば、ピンダイオード、GaAsFETその他のように、数十MHzの速度でスイッチングを行うことができ、かつ市販されている多様な素子が適用されることによって、容易に実現が可能である。

【0059】受信部94は、このようにして交互に選択された第一の受信波と第二の受信波との瞬時値の列として与えられる混成信号を取り込み、その混成信号を周波数変換することによって中間周波信号(以下、「混成中間周波信号」という。) (図3(4))を生成する(図3(5))。すなわち、受信部94は、例えば、400MHz帯の受信波を周波数変換することによって、455kHzの混成中間周波信号に変換する。

【0060】一方、クロック生成部33は、予め決められた一定の自然数n(ここでは、簡単のため、「1」であると仮定する。)と既述の総数bと値tとに対して、 $T = n b t \quad \dots \quad (2)$

の式で周期tが与えられ、かつ上述した切り替えクロックに位相同期したサンプリングクロックを生成する。既述の例においては、このサンプリングクロックは、26μsの周期の信号である。

【0061】A/D変換器95は、混成中間周波信号(例えば、455kHz)の瞬時値をこのサンプリングクロックの周期(例えば、26μs)でサンプリングし、かつ符号化することによってデジタル信号(以下、「混成デジタル信号」という。)を生成する。なお、このようなA/D変換器95としては、例えば、アナログ・デバイス社によって提供され、かつ広帯域のアナログ入力を有すると共に、そのアナログ入力を介して与えられる数百MHzの高周波信号を10ビット以上の分解

能で高速にAD変換できるAD6640等の適用が可能である。

【0062】しかし、本実施形態では、A/D変換器95については、入力されるべきアナログ信号の周波数帯が既述の455kHz帯であり、かつサンプリング周期が26μs程度であるので、応答速度と消費電力とがより低い安価なA/D変換器の適用が可能である。

【0063】復調部31は、この混成デジタル信号に含まれ、上述した瞬時値を示す語を切り替えクロックの論理値に応じて分離することによって、2つの復調信号(図4(f)、(g))を生成する。すなわち、アンテナ91-1、91-2に並行して到来した受信波は、何れも既述の副搬送波信号の振幅と位相とが更新されるシンボル周期T_sの半分以下の周期で瞬時値が交互に選択され、かつ合成された後に周波数変換され、さらに、中間周波領域でデジタル変換された後に再び分離されることによって得られる。

【0064】したがって、本実施形態によれば、上述した2つの復調信号は、既述の第一の受信波と第二の受信波との双方について共用される受信部94、A/D変換器95および復調部31を介して、既述の式(1)、(2)と図4(h)とに示すように、サンプリング定理に基づいて中間周波領域あるいはベースバンド領域で復元が可能な瞬時値の列として与えられる。

【0065】また、復調部31の後段において所定のダイバーシチ方式に基づいて行われるべきブランチの選択(あるいは合成処理)と信号判定とについては、受信部94のGB積、A/D変換器95および復調部31の応答が保証され、かつ既述の係数k、総数bおよび自然数nが適正に設定される限り、所望の精度で確実に実現される。

【0066】なお、本実施形態では、復調部31がデジタル領域で既述の処理を行うことによって、上述した2つの復調信号を生成している。しかし、本発明は、このような構成に限定されず、例えば、図5に示すように、クロック生成部33によって与えられるサンプリングクロックに同期して混成中間周波信号の瞬時値をサンプリングすることによって混成アナログ信号を生成するサンプルホールド部41がA/D変換器95に代えて備えられ、その混成アナログ信号の瞬時値を切り替えクロックの論理値に応じて分離し、かつ個別に所定の低域濾波処理を施すことによって2つのアナログの復調信号を生成する復調部42が復調部31に代えて備えられてもよい。

【0067】また、本実施形態では、サンプリング定理が成立し、あるいはアンダーサンプリングが達成されるサンプリング周波数によるA/D変換あるいはサンプリングが中間周波領域で行われているが、例えば、これらのA/D変換やサンプリングに要するセットアップタイムが確保される程度に受信波の周波数が低い場合には、

図6に網掛けを付して示すように、スイッチ93と受信部94との段間にA/D変換器あるいはサンプルホールド部が配置され、その受信部94が既述の処理を無線周波領域においてデジタル信号処理として行ってもよい。

【0068】さらに、本実施形態では、既述の自然数nが「1」に設定されているが、スイッチ93が切り替えを行う周期毎に離散信号として与えられる複数の瞬時値がサンプリング定理に基づいて確実に補間されるならば、この自然数nは「2」以上であってもよい。また、本実施形態では、サンプリングクロックが切り替えクロックに位同期しているが、サンプリング定理が成立し、かつ信号判定が所望の精度で実現されるならば、両者は互いに同期しなくてもよい。

【0069】さらに、本実施形態では、A/D変換あるいはサンプリングがサンプリングクロックに同期して行われている。しかし、本発明はこのような構成に限定されず、例えば、サンプリングクロックに同期した局発信号に応じて周波数変換（後述する周波数合成を含む。）や復調が行われることによって、これらのA/D変換やサンプリングが行われる時点が間接的に設定されてもよい。

【0070】また、本実施形態では、混成信号は、アナログ領域またはデジタル領域で与えられ、かつ中間周波信号に変換された後に、サンプリング定理が成立し、もしくはアンダーサンプリングが達成される周波数でA/D変換（サンプリング）されている。

【0071】しかし、これらのA/D変換やサンプリングについては、例えば、受信部94がホモダイイン検波を行うことによって、ベースバンド領域で直接行われることによって、A/D変換器95やサンプルホールド回路41の性能にかかる制約が緩和され、かつ低廉化が図られてもよい。さらに、本実施形態では、アンテナ91-1、91-2の給電端がスイッチ93の対応する接点に直結されているが、これらのアンテナ91-1、91-2の給電路の損失とこのスイッチ93の挿入損失とに起因する

$$(P_{11}, P_{12}) = (\max[\cdots, a_{1-1}, a_{12}], \max[\cdots, a_{1-2}, a_{12}])$$

の式で示される最大レベル P_{11} 、 P_{12} とを算出する。

【0075】また、伝送品質監視部64は、上述したレベル p_{11} 、 p_{12} あるいは最大レベル P_{11} 、 P_{12} を算出した後には、復調部31、41によって与えられた2つの復調信号の内、このようにして算出された値が大きい一方を示す選択信号を出力する。選択部62は、復調部31、41によって与えられた2つの復調信号の内、その選択信号で示される一方の復調信号を選択する。

【0076】信号判定部63は、従来例に備えられた信号判定部97と同様に、その復調信号で与えられる振幅 a と位相 ϕ との組み合わせ (a_{11}, ϕ_{11}) 、 (a_{12}, ϕ_{12}) の何れか一方として与えられ、かつ信号空間上で尤度が

雑音指数の低下が許容されない場合には、これらの給電端は、図2、図5および図6に点線で示すように、スイッチ93の対応する接点にそれぞれ増幅器35-1、35-2を介して接続されてもよい。

【0072】図7は、請求項11～14に記載の発明に対応した第一および第四の実施形態を示す図である。図において、図2、図5および図6に示すものと機能および構成が同じものについては、同じ符号を付与して示し、ここでは、その説明を省略する。本実施形態の特徴は、図2、図5および図6の何れかに記載された実施形態にかかる無線受信機61に併せて、その無線受信機61の最終段に配置された復調部31、41が有する2つの出力に直結された選択部62と、その選択部62の後段に配置された信号判定部63と、この無線受信機61に備えられた切り替え制御部32の出力が接続された制御端子と復調部31、41の出力が直結された監視入力とを有し、かつ出力が選択部62の選択入力に接続された伝送品質監視部64とが備えられた点にある。

【0073】なお、本実施形態と図1に示すブロック図との対応関係については、伝送品質監視部64は伝送品質監視手段21に対応し、選択部62はダイバーシチ処理手段22、22Aに対応する。以下、請求項11～14に記載の発明に対応した第一の実施形態の動作を説明する。

【0074】伝送品質監視部64は、復調部31、41によって既述の副搬送波信号の振幅 a と位相 ϕ との組み合わせの列として与えられ、かつアンテナ91-1、91-2に並行して到来した2つの受信波にそれぞれ対応する復調信号を切り替えクロックに同期して識別しつつ取り込む。さらに、伝送品質監視部64は、これらの復調信号について、時点 i において個別に含まれる振幅 a_{11} 、 a_{12} に対して、

$$(p_{11}, p_{12}) = (a_{11}^2, a_{12}^2) \quad \dots (3)$$

$$(p_{11}, p_{12}) = (\sum a_{11}^2, \sum a_{12}^2) \quad \dots (4)$$

の何れか一方の式で示されるレベル p_{11} 、 p_{12} と、

$$\dots (5)$$

最大である信号点を順次求めると共に、これらの信号点を示すシンボルの列を伝送情報として出力する。このように本実施形態によれば、無線受信機61の構成要素の内、受信部94がアンテナ91-1、91-2によって個別に形成された2つのブランチに共用され、これらのアンテナ91-1、91-2に並行して到来した受信波は、周波数変換された後にデジタル信号処理が施されることによって、選択ダイバーシチ方式に基づいて確度高く受信される。

【0077】したがって、従来例に比べてハードウェアの構成が大幅に増加することなく、高いダイバーシチ利得が得られる。図8は、請求項11～14に記載の発明

に対応した第二の実施形態を示す図である。図において、図7に示すものと機能および構成が同じものについては、同じ符号を付与して示し、ここでは、その説明を省略する。

【0078】本実施形態と図7に示す実施形態との構成の相違点は、伝送品質監視部64に代えて選択信号生成部71が備えられ、受信部94が有するRSSI出力端子が復調部31、42の出力に代わってその選択信号生成部71の対応する入力に接続された点にある。なお、本実施形態と図1に示すブロック図との対応関係については、選択信号生成部71が伝送品質監視手段21に対応する点を除いて、図7に示す実施形態における対応関係と同じである。

【0079】以下、本実施形態の動作を説明する。受信部94は、既述の混成信号のレベルを監視し、そのレベルを示すRSSI信号を出力する。選択信号生成部71は、このようなRSSI信号で示されるレベルを既述の切り替えクロックの論理値に応じて分離することによって、アンテナ91-1、91-2に個別に到来した受信波のレベルL1、L2を識別する。

【0080】さらに、選択信号生成部71は、アンテナ91-1、91-2に個別に到来した受信波の内、上述したレベルL1、L2の大きい何れか一方に対応する受信波を示す選択信号を出力する。ところで、上述したRSSI信号の瞬時値は、一般に、切り替えクロックの論理値に応じて交互に与えられる2つの受信波のレベルの差に對して数十マイクロ秒以内に定常値となる。

【0081】したがって、本実施形態によれば、既述の式(1)で与えられる切り替えクロックの周期tが数十マイクロ秒より十分に大きい限り、既述の式(3)～(7)の何れかで示される複雑な算術演算が行われることなく、図7に示す実施形態と同様に、選択ダイバーシチ方式に基づく受信が可能となる。図9は、請求項11～14に記載の発明に対応した第三の実施形態を示す図である。

【0082】図において、図7に示すものと機能および構成が同じものについては、同じ符号を付与して示し、ここでは、その説明を省略する。本実施形態と図7に示す実施形態との構成の相違点は、アンテナ91-1、91-2に個別に対応した遅延等化器72-1、72-2が復調部31、42と選択部62との段間に付加され、伝送品質監視部64に代えて誤差検出部73が備えられ、その誤差検出部73が有する2つの入力に、これらの遅延等化器72-1、72-2のモニタ出力が復調部31、42の出力に代えて接続された点にある。

【0083】なお、本実施形態と図1に示すブロック図

$$(\delta\phi_{11}, \delta\phi_{12}) = (\phi_{11}/\Phi_{11}, \phi_{12}/\Phi_{11})$$

の式で示される位相偏差 $\delta\phi_{11}, \delta\phi_{12}$ と、これらの位

$$(\Delta\phi_{11}, \Delta\phi_{12}) = (\max(\dots, \delta\phi_{11-1}, \delta\phi_{11}), \max(\dots, \delta\phi_{11-1}, \delta\phi_{11}))$$

の式で示される最大位相偏差 $\Delta\phi_{11}, \Delta\phi_{12}$ と、

との対応関係については、遅延等化器72-1、72-2が分離手段13に対応し、かつ誤差検出部73が伝送品質監視手段21に対応する点を除いて、図7に示す実施形態における対応関係と同じである。

【0084】以下、本実施形態の動作を説明する。遅延等化器72-1、72-2は、所定の適応アルゴリズムに基づいて可変される係数に応じて遅延等化を行うトランスバーサルフィルタ(図示されない。)と、その適応アルゴリズムに基づいてこのトランスバーサルフィルタの係数を可変すると共に、この係数に基づいて得た遅延等化誤差を出力する制御部(図示されない。)とを備える。

【0085】さらに、遅延等化器72-1、72-2は、復調部31、42によって並行して与えられ、かつアンテナ91-1、91-2に個別に到来した受信波に対応する2つの復調信号に遅延等化処理を施すことによって、無線伝送路で生じた伝送歪みを抑圧すると共に、上述した遅延等化誤差を出力する。なお、このような遅延等化処理のアルゴリズムについては、本発明の特徴ではなく、かつ多様な公知技術の適用によって実現が可能であるので、ここでは、その詳細な説明を省略する。

【0086】誤差検出部73は、これらの遅延等化誤差を取り込み、かつ上述した2つの復調信号の内、遅延等化誤差が小さい一方を示す選択信号を出力する。すなわち、本実施形態によれば、複数のブランチを介して個別に与えられた受信波に並行して遅延等化処理が施されることによって伝送品質が高められ、かつこれらの受信波の内、その遅延等化処理の過程で得られた遅延等化誤差が小さい一方が選択される。

【0087】したがって、図7および図8に示す既述の実施形態に比べて、選択ダイバーシチ利得が高められる。以下、図7を参照して請求項11～14に記載の発明に対応した第四の実施形態について説明する。なお、本実施形態と請求項11、12に記載の発明に対応した実施形態との構成の相違点は、伝送品質監視部64に代えて伝送品質監視部64Aが備えられた点にある。

【0088】伝送品質監視部64Aは、復調部31、41によって生成され、かつ既述の副搬送波信号の振幅aと位相 ϕ との組み合わせの列として与えられると共に、アンテナ91-1、91-2に並行して到来した受信波にそれぞれ対応する2つの復調信号を切り替えクロックに同期して識別しつつ取り込む。さらに、伝送品質監視部64Aは、上述した2つの復調信号について、時点iにおいて個別に含まれる副搬送波の振幅 a_i と位相 ϕ_i との組み合わせ $(a_{1i}, \phi_{1i}), (a_{2i}, \phi_{2i})$ に対して、

... (6)

相偏差 $\delta\phi_{11}, \delta\phi_{12}$ に対して、

... (7)

$$(R_{11}, R_{12}) = ((1 - \delta_{d1}/D_{11}), (1 - \delta_{d2}/D_{12})) \quad \dots \quad (8)$$

の式で示される信頼度 R_{11} 、 R_{12} との何れかを算出す
る。

【0089】なお、上式(6)において、 Φ_{11} 、 Φ_{12} は、
上述した組み合わせ (a_{11}, ϕ_{11}) 、 (a_{12}, ϕ_{12}) でそれ
ぞれ示される信号空間上の座標に最も近い信号点を示す
標準位相 Φ_{11} 、 Φ_{12} である。また、上式(8)において、 δ_{d1} 、
 δ_{d2} は組み合わせ (a_{11}, ϕ_{11}) 、 (a_{12}, ϕ_{12})
で与えられる信号空間上の位置に最も近い信号点に対する
相対距離であり、 D_{11} 、 D_{12} はそれぞれこれらの信号
点の原点に対する距離である。

【0090】伝送品質監視部 64A は、上述した位相偏差
 $\delta_{\phi11}$ 、 $\delta_{\phi12}$ あるいは最大位相偏差 $\Delta_{\phi11}$ 、 $\Delta_{\phi12}$
の値を算出した場合には、復調部 31、41 によって与
えられた 2 つの復調信号の内、その算出された値が小
さい一方の復調信号を示す 2 値情報を選択信号として出力
する。しかし、伝送品質監視部 64A は、上述した信頼
度 R_{11} 、 R_{12} の値を算出した場合には、復調部 31、4
1 によって与えられた 2 つの復調信号の内、その算出さ
れた値が大きい一方の復調信号を示す 2 値情報に併せて、
これらの信頼度 R_{11} 、 R_{12} を含む選択信号を出力する。

【0091】選択部 62 は、伝送品質監視部 64A によ
って出力された選択信号に上述した信頼度 R_{11} 、 R_{12} が
含まれるか否かの判別を行い、その判別の結果が真である
場合には、復調部 31、41 によって与えられる 2 つ
の復調信号に併せて、これらの信頼度 R_{11} 、 R_{12} を信号
判定部 63 に与える。

【0092】しかし、上述した判別の結果が偽である場
合には、選択部 62 は、復調部 31、41 によって与え
られた 2 つの復調信号の内、その選択信号として与えられ
る 2 値情報で示される一方の復調信号を信号判定部 6
3 に与える。信号判定部 63 は、選択部 62 によって復
調信号のみが与えられた場合には、図 10 に示す信号判
定部 97 と同様に、その復調信号で与えられる振幅 a と
位相 ϕ との組み合わせ $((a_{11}, \phi_{11}), (a_{12}, \phi_{12}))$ の何れ
か一方で示され、かつ信号空間上で尤度が最大である
信号点を既述の変調方式に基づいて順次求めると共に、
その信号点を順次示すシンボルの列を伝送情報として出
力する。

【0093】しかし、上述した 2 つの復調信号に併せて
信頼度 R_{11} 、 R_{12} が与えられた場合には、信号判定部 6
3 は、これらの信頼度 R_{11} 、 R_{12} を適用することによ
つて信号判定を行う。このように本実施形態によれば、無
線受信機 61 の構成要素の内、单一の受信部 94 がアン
テナ 91-1、91-2 によって個別に形成される 2 つのブ
ランチに共用されることによって、これらのアンテナ 9
1-1、91-2 にそれぞれ到来した受信波が並行してヘテ
ロダイイン検波あるいはホモダイイン検波されると共に、選
択ダイバーシチや信号判定がデジタル領域で確実に達

成される。

【0094】したがって、従来例に比べてハードウェア
の構成が大幅に増加することなく、高いダイバーシチ利
得が得られる。なお、請求項 11～14 に記載の発明に
対応した各実施形態では、選択ダイバーシチが行われて
いるが、このような選択ダイバーシチに代えて、例え
ば、同相合成、最小振幅偏差合成、ノッチ検出型合成、
最大比合成その他の合成処理がデジタル領域あるいは
アナログ領域の双方あるいは何れか一方で行われてもよ
い。

【0095】また、上述した各実施形態では、既述の係
数 k と自然数 n との値が具体的に示されていない。しか
し、これらの係数 k と自然数 n については、適用され
た変調方式や多元接続方式に適応し、かつ所望の S/N 比
および精度が確保されるならば、受信波が伝送されるべき
無線伝送路の伝送帯域幅と占有帯域幅と伝送速度とに
併せて、副搬送波の周波数の全てあるいは一部が考慮さ
れることなく決定されてもよい。

【0096】さらに、上述した各実施形態では、受信波
がその側帯波の周波数スペクトラムが保全されつつ中間
周波信号あるいはベースバンド信号に変換されている。
しかし、本発明では、所望の精度による復調、信号判定
が可能であるならば、周波数変換処理に代えて、上述し
た周波数スペクトラムの分布とその周波数スペクトラム
が分布する帯域の幅との双方あるいは何れか一方が変化
する周波数合成処理が行われてもよい。

【0097】また、上述した各実施形態では、 $\pi/4$ シ
フト QPSK に適合した受信波に既述の処理が施されて
いる。しかし、本発明は、このような変調方式に限ら
ず、如何なる振幅位相変調方式または位相変調方式に適
合した受信波に対しても同様に適用可能である。さら
に、上述した各実施形態では、復調部 31、42 によ
つて行われる復調処理の方式が詳細に記載されてい
ない。

【0098】しかし、本発明は、このような復調処理の
過程で直交復調と同期検波（準同期検波を含む。）とが
行われるか否かにかかわらず、適用が可能である。ま
た、上述した各実施形態では、復調部 31、42 とその
復調部 31、42 の後段とにおいてデジタル領域で行
われる選択（あるいは合成）、信号判定その他の処理の
手順が記載されていない。

【0099】しかし、このような処理については、多様
な公知技術の適用の下で実現が可能であり、本発明の特
徴ではないので、ここでは、その説明を省略する。さら
に、本発明では、例えば、特開平 9-149091 号公
報に掲載され、かつ復調処理が簡便なデジタル処理と
して実現される (VLDD (Virsatile Linear Digital
Demodulator)) が併せて適用されることによって、ハー
ドウェアの規模の低減、信頼性の向上、低廉化および小
型化が相乗的に図られると共に、無調整で安定に所望の

特性が得られてもよい。

【0100】また、上述した各実施形態では、移動通信システムの移動局に搭載され、かつ空間ダイバーシチ方式に基づいて伝送品質の改善を図る受信系に本発明が適用されている。しかし、本発明は、このような移動通信システムに限定されず、かつ空間ダイバーシチ方式だけではなく、周波数ダイバーシチ方式や偏波ダイバーシチ方式が適用された如何なる無線伝送系の受信端にも同様に適用可能である。

【0101】さらに、上述した各実施形態では、クロック生成部33によって生成されるサンプリングクロックの周期Tが既述の式(2)に示されるように、自然数nとの積として与えられている。しかし、このような自然数nについては、一部のプランチを介して受信された受信波と他のプランチを介して受信された受信波との瞬時値が異なる回数に亘ってサンプリングされることと、そのために量子化雑音が増加し、あるいは伝送品質が劣化する程度とが許容されるならば、「1」以上の所望の数に設定されてもよい。

【0102】

【発明の効果】上述したように請求項1に記載の発明では、複数Nのプランチに到来した何れの受信波についても、サンプリング手段を含んでなる单一の回路が共用され、かつ復調と信号判定とがサンプリング定理が成立する離散的な信号処理として確度高く行われる。

【0103】また、請求項2に記載の発明では、複数Nのプランチに到来した受信波の復調と信号判定とが汎用、あるいは共用の情報処理装置が行うディジタル信号処理として実現される。さらに、請求項3に記載の発明では、複数Nのプランチについて共用される回路の初段がプランチ選択手段の後段に近いほど、効率的にハードウェアの規模の削減が図られる。

【0104】また、請求項4に記載の発明では、サンプリング手段が中間周波領域でサンプリングを行う場合に比べて、効率的にハードウェアの規模の削減が図られる。さらに、請求項5に記載の発明では、サンプリング手段がベースバンド領域でサンプリングを行う場合に比べて、効率的にハードウェアの規模の削減が図られる。

【0105】また、請求項6に記載の発明では、周波数配置あるいはチャネル配置とこれらに適応したヘテロダイイン検波の方式との整合がコストその他にかかる制約によって阻まれる受信系に対しても、請求項1または請求項2に記載の発明の適用が可能となる。さらに、請求項7に記載の発明では、受信波の無線周波数が高い場合であっても、サンプリング手段およびそのサンプリング手段を含んでなる共用の回路が低速の信号処理を行う回路として実現される。

【0106】また、請求項8に記載の発明では、受信波の無線周波数とその受信波が周波数変換されることによって生成される中間周波信号の周波数とが共に高い場合

であっても、サンプリング手段およびそのサンプリング手段を含んでなる共用の回路が低速の信号処理を行う回路として実現される。さらに、請求項9に記載の発明では、復調と信号判定とが安定に確度高く行われる。

【0107】また、請求項10に記載の発明では、各プランチの給電路の損失とプランチ選択手段の挿入損失との双方あるいは何れか一方に起因する雑音指数の低下が增幅手段の利得が高いほど抑圧され、かつ伝送品質が高められる。

【0108】さらに、請求項11、13、14に記載の発明では、複数Nのプランチに個別に到来した受信波の何れについても、ハードウェアのサイズが大幅に増加することなく、選択ダイバーシチ方式の受信処理がサンプリング定理が成立する離散的な信号処理として行われる。また、請求項12に記載の発明では、信号点配置が確実に与えられる限り、変調方式に如何にかかわらず確度高く選択ダイバーシチ方式に基づくプランチの選択が行われる。

【0109】したがって、これらの発明が適用された無線伝送系の受信端では、ハードウェアの規模が大幅に増加することなく、多様な周波数配置、チャネル配置、変調方式、多元接続方式およびダイバーシチ方式に対して柔軟に適応し、かつ高い伝送品質が安価に得られる。また、特に、移動通信システムにアクセスする端末については、軽量化、小型化および性能の向上が図られ、かつサービス品質が高められる。

【図面の簡単な説明】

【図1】請求項1～14に記載の発明の原理ブロック図である。

【図2】請求項1～10に記載の発明に対応した実施形態を示す図である。

【図3】本実施形態の動作を説明する図(1)である。

【図4】本実施形態の動作を説明する図(2)である。

【図5】請求項1～10に記載の発明に対応した他の実施形態を示す図(1)である。

【図6】請求項1～10に記載の発明に対応した他の実施形態を示す図(2)である。

【図7】請求項11～14に記載の発明に対応した第一および第四の実施形態を示す図である。

【図8】請求項11～14に記載の発明に対応した第二の実施形態を示す図である。

【図9】請求項11～14に記載の発明に対応した第三の実施形態を示す図である。

【図10】従来のダイバーシチ受信機の第一の構成例を示す図である。

【図11】従来のダイバーシチ受信機の第二の構成例を示す図である。

【符号の説明】

10 プランチ

11 プランチ選択手段

1 2 サンプリング手段

6 2, 1 0 4 選択部

1 3 分離手段

6 3, 9 7 信号判定部

1 4 デジタル変換手段

6 4, 1 0 5 伝送品質監視部

2 1 伝送品質監視手段

7 1 選択信号生成部

2 2, 2 2 A ダイバーシチ処理手段

7 2 遅延等化器

3 1, 4 2, 9 6, 1 0 3 復調部

7 3 領差検出部

3 2 切り替え制御部

9 1 アンテナ

3 3 クロック生成部

9 2 レベル比較部

3 4 発振器

9 3 スイッチ

3 5 増幅器

9 4, 1 0 1 受信部

4 1 サンプルホールド部

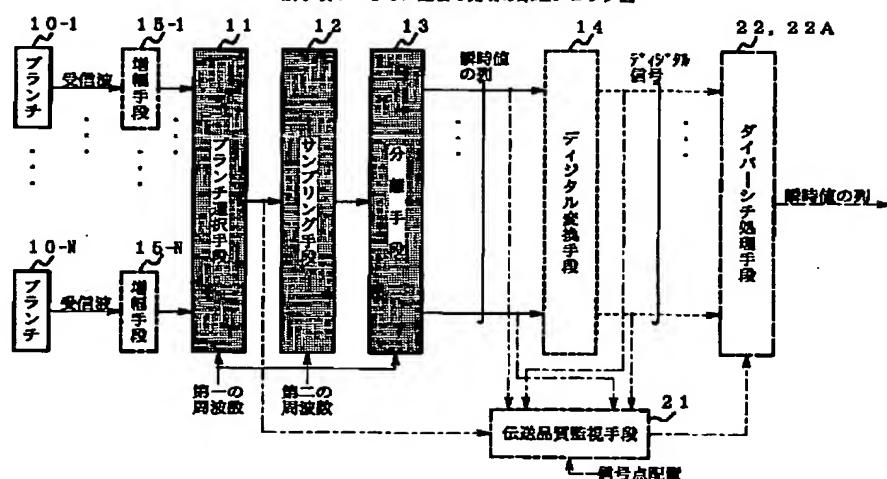
9 5, 1 0 2 A/D変換器

6 1 無線受信機

9 8, 1 0 6 DSP

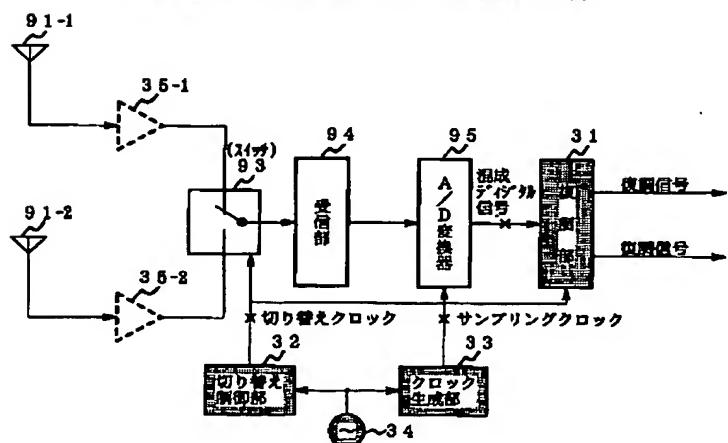
【図1】

請求項1～14に記載の発明の原理ブロック図



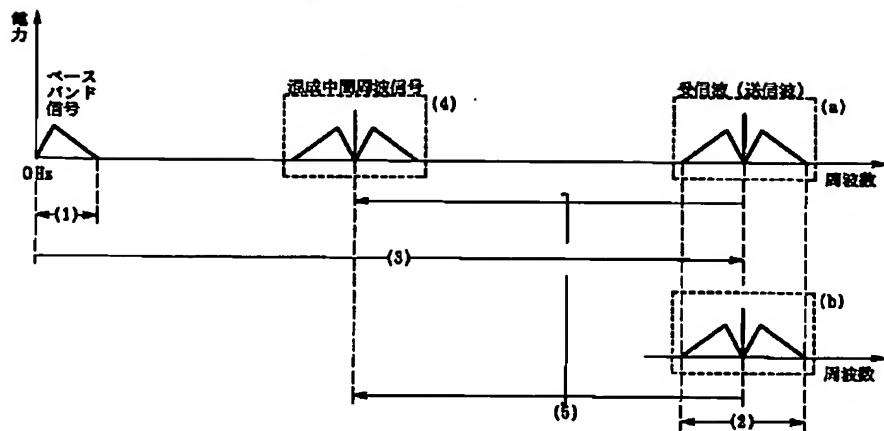
【図2】

請求項1～10に記載の発明に対応した実施形態を示す図



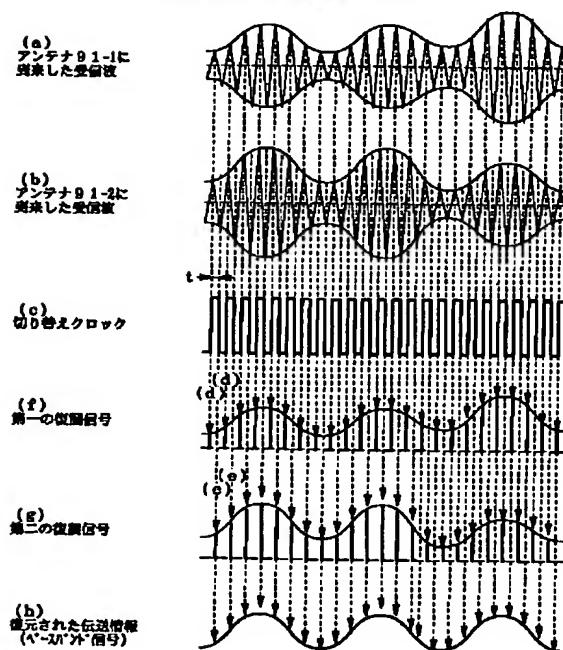
【図3】

本実施形態の動作を説明する図(1)



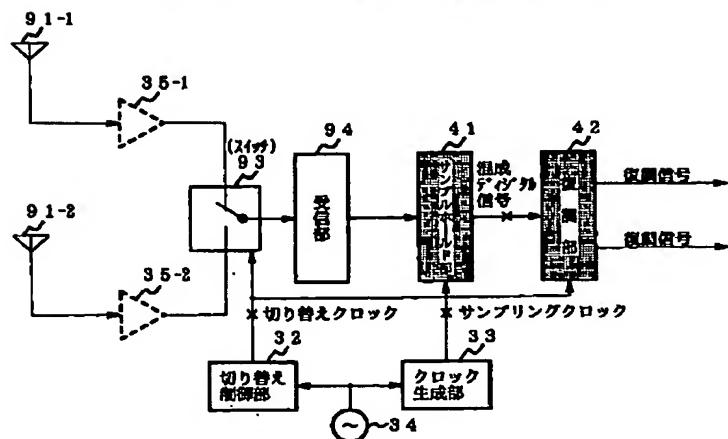
【図4】

本実施形態の動作を説明する図(2)



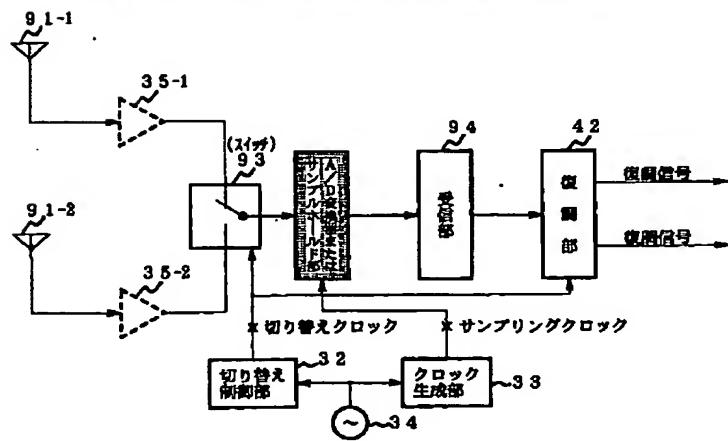
【図5】

請求項1～10に記載の発明に対応した他の実施形態を示す図(1)

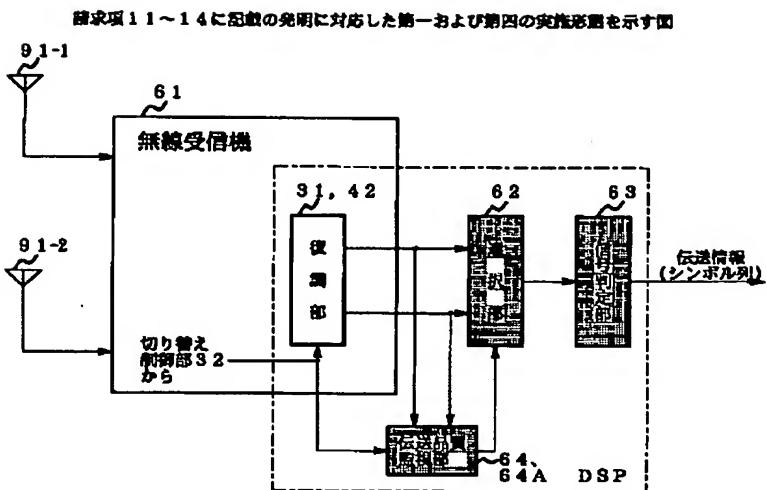


【図6】

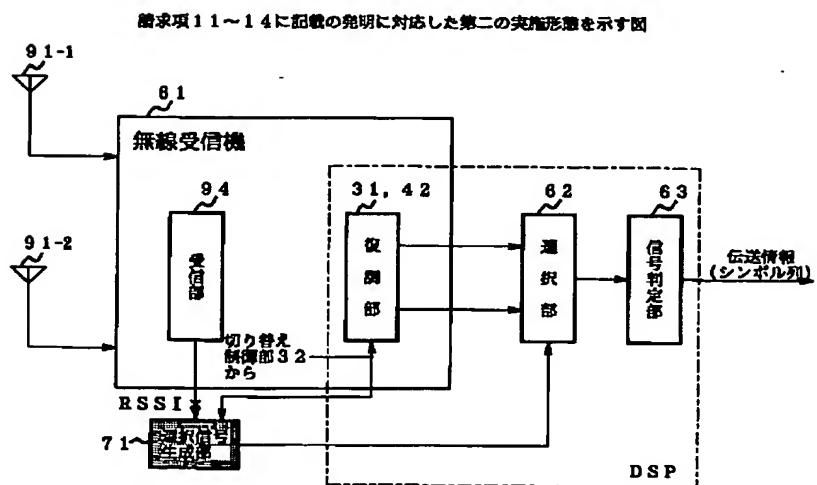
請求項1～10に記載の発明に対応した他の実施形態を示す図(2)



【図7】

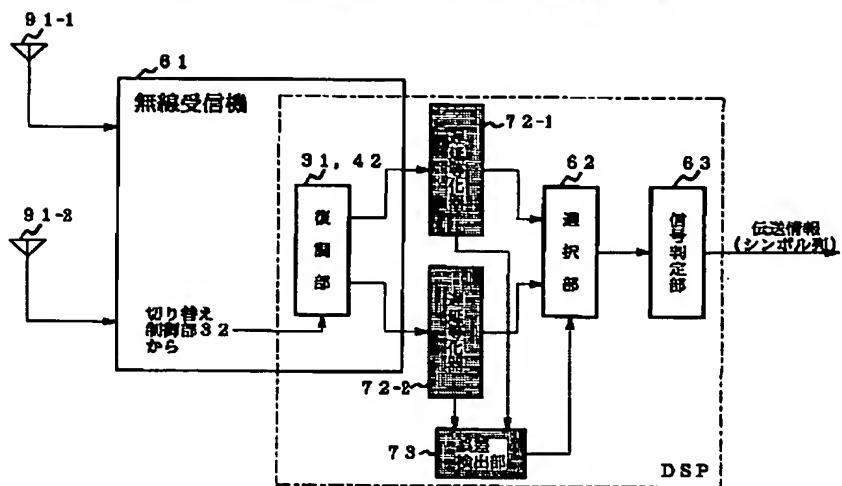


【図8】



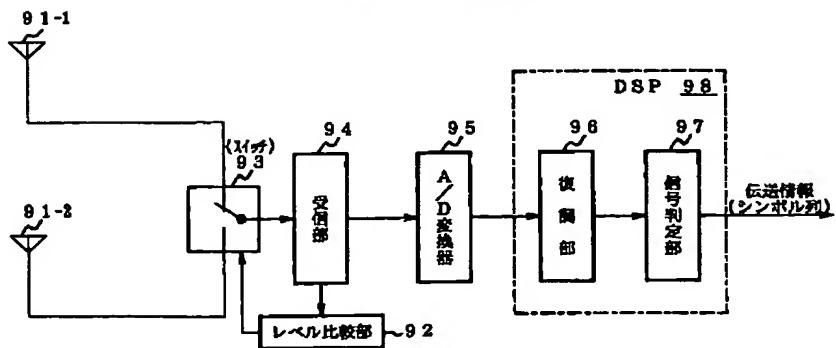
【図9】

請求項11～14に記載の発明に対応した第三の実施形態を示す図

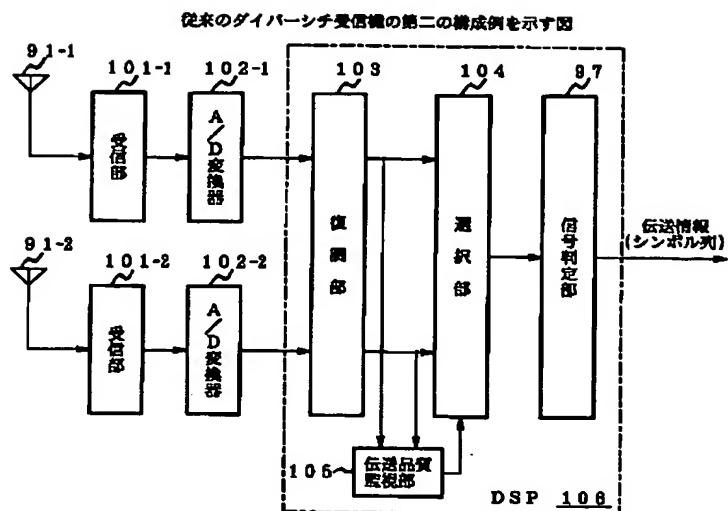


【図10】

従来のダイバーシティ受信機の第一の構成例を示す図



【図1.1】



フロントページの続き

(72)発明者 野間 春洋

兵庫県西宮市芦原町9番52号 古野電気株
式会社内

(72)発明者 徳山 浩三

兵庫県西宮市芦原町9番52号 古野電気株
式会社内

(72)発明者 信長 一彦

兵庫県西宮市芦原町9番52号 古野電気株
式会社内

Fターム(参考) 5K004 AA05 AA08 FA05 FG02 JG01

5K059 CC03 DD01 DD24 DD25 DD26

DD27